

# Rien de plus utile qu'une bonne théorie : la commande sans modèle

## *Nothing is as Practical as a Good Theory: Model-Free Control*

Michel FLIESS<sup>1</sup>, Cédric JOIN<sup>2, 4</sup>, Samer RIACHY<sup>3, 4</sup>

<sup>1</sup> LIX (CNRS, UMR 7161), École polytechnique, 91228 Palaiseau, France

<sup>2</sup> CRAN (CNRS, UMR 7039), Nancy-Université, BP 239, 54506 Vandœuvre-lès-Nancy, France

<sup>3</sup> ECS (EA 3649), ENSEA, 6 avenue du Ponceau, 95014 Cergy-Pontoise, France

<sup>4</sup>Équipe Non-A, INRIA Lille – Nord-Europe

Michel.Fliess@polytechnique.edu, Cedric.Join@cran.uhp-nancy.fr,  
Samer.Riachy@ensea.fr

**Résumé**— L'expérience acquise avec de nombreuses applications réussies permet de revisiter la commande sans modèle. On remplace la dérivation numérique de signaux bruités par une identification paramétrique en temps réel, beaucoup plus simple. On explique la curieuse universalité des PID usuels et pourquoi un modèle ultra-local d'ordre 1 suffit presque toujours. On montre que, même avec un modèle restreint, l'usage d'un correcteur PI intelligent reste avantageux. Deux exemples, un pendule inversé et un échangeur de vapeur, semblent confirmer l'avantage de la commande sans-modèle par rapport à d'autres approches, comme la commande par régimes glissants et l'utilisation de techniques de dimension infinie, qu'il s'agisse de retards ou d'équations aux dérivées partielles. Plusieurs simulations numériques illustrent notre propos.

**Abstract**— The experience gained with numerous successful applications permits to revisit some points of model-free control. The numerical differentiation of noisy signals may be replaced by a real time parameter identification which is much simpler. The strange ubiquity of classic PIDs is explained as well as the almost universal utilization of ultra-local models of order 1. We show that even with a partially known model the utilization of an intelligent PI controller remains profitable. Two examples, an inverted pendulum and a heat exchanger, seem to confirm the superiority of model-free control with respect to sliding modes control and techniques stemming from infinite-dimensional systems, such as delays or partial differential equations. Our paper is illustrated by several computer simulations.

**Mots-clés**— Commande sans modèle, PI intelligent, PID, identification, pendule inversé, échangeur de chaleur, régimes glissants, retards, équations aux dérivées partielles.

**Keywords**— Model-free control, intelligent PI, PID, identification, inverted pendulum, heat exchanger, sliding modes, delays, partial differential equations.

### I. INTRODUCTION

« Rien de plus utile qu'une bonne théorie<sup>1</sup> », voilà qui résume les ambitions de la *commande sans modèle*, due à deux des auteurs ([17], [18]). Cette vision, radicalement nouvelle de l'automatique<sup>2</sup>, combine, rappelons-le, les deux avantages suivants :

1. Inanité, comme son nom l'indique, d'une modélisation mathématique précise, qu'elle soit basée sur des lois physiques ou des procédures d'identification, comme l'exige trop souvent la théorie du contrôle « moderne ». Frottements, hystérésis, effets thermiques, vieillissement, dispersion des caractéristiques due à la fabrication en série, ... , sont, on ne le sait que trop, rebelles à toute description simple et fiable par équations différentielles.

2. Facilité du réglage du correcteur correspondant, dit *PI intelligent*, ou *iPI*. D'où une rupture nette avec les PID classiques dont le réglage, malaisé et pénible (voir, par exemple, [5], [38]), relève trop souvent de « recettes de cuisine ».

De nombreuses applications (voir [1], [3], [9], [26], [27], [32], [33], [37], [47], [48], [49], [50]) ont déjà été réussies. Cet article tire parti de l'expérience acquise pour améliorer la présentation.

Voici les modifications essentielles :

1. On remplace, comme en [20], la dérivation de signaux bruités ([21], [35]) par l'identification paramétrique linéaire, développée en [24], [25], conceptuellement plus

1. Traduite de l'anglais : « *nothing is as practical as a good theory* », cette phrase est due au psychologue Kurt Lewin. Les auteurs remercient chaleureusement Roger Tauleigne (ECS, ENSEA, Cergy-Pontoise) de la leur avoir suggérée comme titre.  
2. Voir, cependant, [8], [28].

simple, qui a suscité par ailleurs quelques applications ([2], [6], [39], [46]).

2. On explique

- pourquoi un modèle *ultra-local* d'ordre 1 suffit presque toujours en pratique ;
- l'étrange ubiquité des PID classiques, malgré leurs réglages fastidieux (voir [4]).

3. On montre, suivant [20] et contrairement à [17], [18], qu'avec un modèle restreint, c'est-à-dire partiellement connu, on peut conserver un correcteur iPI.

Après des rappels au § II, on traite ces questions aux § III, IV, V et VI. Les illustrations numériques du § VII, c'est-à-dire un pendule inversé et un échangeur de chaleur, mettent en évidence la probable supériorité de notre approche par rapport aux modes glissants (voir, aussi, [20], [41]) et questionne l'utilité de techniques issues de la dimension infinie, comme les retards (voir, aussi, [17], [18]) et les équations aux dérivées partielles (voir, aussi, [33] et [1]). La conclusion du § VIII questionne le futur de la recherche universitaire en automatique et, plus généralement, la place prépondérante de la modélisation mathématique en sciences appliquées.

## II. RAPPELS SUR LE SANS-MODÈLE

### A. Le modèle *ultra-local*

On se restreint, pour simplifier les notations, à un système monovarié, d'entrée  $u$  et de sortie  $y$ . Dans l'ignorance d'un modèle mathématique global, on introduit le modèle « phénoménologique », dit *ultra-local*, valable sur un court laps de temps,

$$\boxed{y^{(\nu)} = F + \alpha u} \quad (1)$$

où

- l'ordre de dérivation  $\nu$ , en général 1, choisi par l'opérateur, est étranger à l'ordre de dérivation maximum de  $y$ , inconnu, dans le système ;
- le paramètre constant  $\alpha$ , fixé par l'opérateur afin que les valeurs numériques de  $\alpha u$  et  $y^{(\nu)}$  aient même ordre de grandeur, n'a pas *a priori* de valeur précise ;
- $F$ , qui contient toutes les informations « structurales », dépend de toutes les autres variables du système, y compris des perturbations, et de leurs dérivées.

L'estimation en temps réel de la valeur numérique de  $F$ , traitée au § III-A, permet de réactualiser (1) à chaque instant.

### B. Correcteurs PI intelligents

On obtient le comportement désiré avec, si  $\nu = 1$  en (1), le correcteur *proportionnel-intégral intelligent*, ou *iPI*,

$$\boxed{u = -\frac{F - \dot{y}^* + K_P e + K_I \int e}{\alpha}} \quad (2)$$

où

- $y^*$  est la trajectoire de référence de la sortie,
- $e = y - y^*$  est l'erreur de poursuite,
- $K_P$ ,  $K_I$  sont les gains usuels.

$K_I = 0$  conduit au correcteur *proportionnel intelligent*, ou *iP*,

$$\boxed{u = -\frac{F - \dot{y}^* + K_P e}{\alpha}} \quad (3)$$

*Remarque 1:* Si  $\nu = 1$  en (1), on se ramène avec (2) ou (3) à la stabilisation d'un intégrateur pur. D'où le réglage facile des gains.

## III. MISE EN ŒUVRE

### A. Estimation de $F$

Réécrivons (2) sous la forme

$$F = -\alpha u + \dot{y}^* - K_P e - K_I \int e \quad (4)$$

On atténue les bruits entachant les mesures en intégrant<sup>3</sup> les deux membres de (4) sur un court laps de temps  $\delta$ . Il vient :

$$F_{\text{approx}} = \frac{1}{\delta} \int_{T-\delta}^T \left( -\alpha u + \dot{y}^* - K_P e - K_I \int e \right) d\tau$$

où  $F_{\text{approx}}$  est une approximation, constante par morceaux, de  $F$ . Cet estimateur s'implante facilement sous la forme d'un filtre linéaire discret.

*Remarque 2:* Il y a quelques situations où il peut être intéressant d'estimer  $\alpha$  en (1). Voir, à ce sujet, [36], [41].

### B. Trajectoire de référence pour la sortie

On suppose le système d'entrée  $u$  et de sortie  $y$  à déphasage minimal<sup>4</sup>. On peut alors choisir une trajectoire de référence pour  $y$  satisfaisant les nécessités du système.

## IV. POURQUOI L'ORDRE 1 SUFFIT-IL ?

Prendre  $\nu = 1$  en (1) suffit jusqu'à présent dans toutes les applications<sup>5</sup>. Pourquoi cette heureuse propriété qui simplifie passablement l'implantation numérique du sans-modèle ? On l'explique par les frottements. Il leur correspond la présence de la dérivée première  $\dot{y}$  dans l'équation, inconnue, du système, qui évite l'apparition d'une boucle algébrique avec  $\nu = 1$ . Illustrons cette thèse avec le système linéaire du second ordre, à coefficients constants,

$$\ddot{x} + c\dot{x} + 4x = u \quad (5)$$

où  $c\dot{x}$  représente des frottements. Les figures 1, 2 fournissent des simulations satisfaisantes avec un régulateur iPI ; le choix des valeurs des paramètres est  $c = 3$ ,  $\alpha = 1$ ,  $K_P = 16$ ,  $K_I = 25$ . Une dégradation considérable des performances, comme on le voit sur la figure 3, se produit avec un oscillateur harmonique, c'est-à-dire avec  $c = 0$  en (5).

3. Les bruits, considérés comme des fluctuations rapides, sont atténués par des filtres passe-bas, dont l'intégrale est un exemple simple. Voir [16] pour une explication mathématique.

4. L'ignorance des équations gouvernant le système interdit toute vérification mathématique de la nature du déphasage. L'appréciation de cette nature repose donc sur une bonne connaissance expérimentale du comportement. Voir [42] pour une première approche du déphasage non minimal dans le cadre du sans-modèle.

5. Sauf en [9], où  $\nu = 0$ .

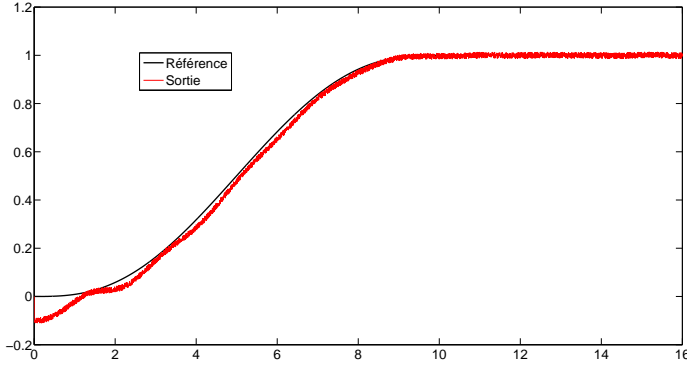


Fig. 1

SYSTÈME DU 2<sup>e</sup> ORDRE AVEC FROTTEMENT ET RÉGULATEUR iPI.

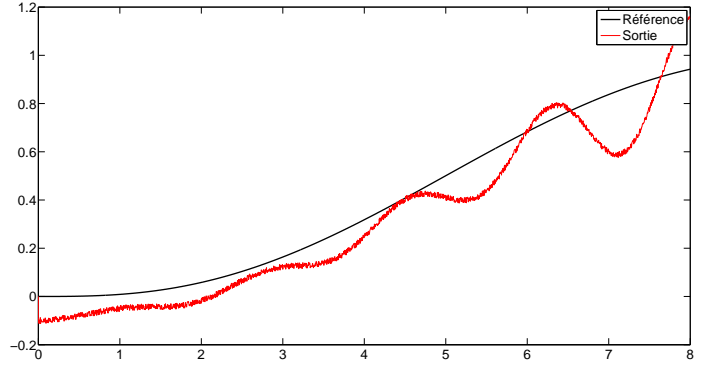


Fig. 3

OSCILLATEUR HARMONIQUE AVEC RÉGULATEUR iPI.

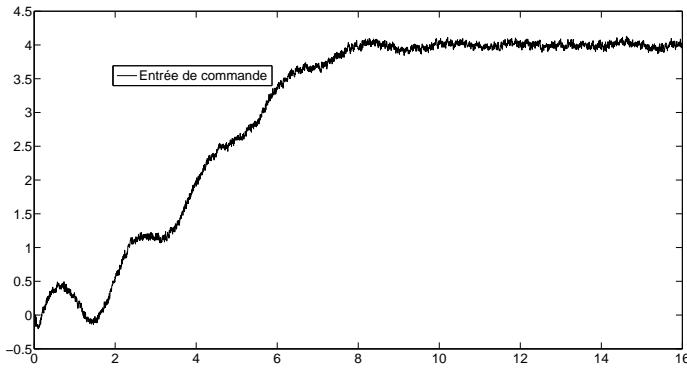


Fig. 2

COMMANDE DU RÉGULATEUR iPI.

## V. EFFICACITÉ DES PI CLASSIQUES

### A. Discrétisation

Associations au correcteur PI classique

$$u(t) = k_p e(t) + k_i \int e(\tau) d\tau \quad (6)$$

sa forme « vitesse » :

$$\dot{u}(t) = k_p \dot{e}(t) + k_i e(t)$$

Une discrétisation élémentaire fournit :

$$\frac{u(t) - u(t-h)}{h} = k_p \left( \frac{e(t) - e(t-h)}{h} \right) + k_i e(t) \quad (7)$$

où  $h > 0$  est « petit ».

Si  $\nu = 1$  en (1), remplaçons  $F$  par  $\dot{y}(t) - \alpha u(t-h)$  pour les besoins de l'implantation numérique. Alors, (3) devient

$$u(t) = u(t-h) - \frac{e(t) - e(t-h)}{h\alpha} + \frac{K_P}{\alpha} e(t) \quad (8)$$

(7) et (8) deviennent identiques si, et seulement si,

$$k_p = -\frac{1}{\alpha h}, \quad k_i = \frac{K_P}{\alpha h} \quad (9)$$

*Remarque 3:* Cette équivalence entre PI et iP n'est plus valable en temps continu, comme on le voit si  $h \rightarrow 0$ .

### B. Explication

Les calculs précédents, qui s'étendent aisément aux PID (voir [4]), expliquent pourquoi, grâce à nos régulateurs intelligents, les correcteurs PI et PID classiques, échantillonnés, donnent des résultats satisfaisants pour des systèmes complexes si leur réglage est approprié. Le bénéfice, considérable, de nos iPI est, comme déjà dit, un réglage simple.

*Remarque 4:* Voir [4] pour plus de détails. Rappelons que cette compréhension, nouvelle semble-t-il, des PID a été dégagée lors de l'implantation du sans-modèle à un véhicule électrique [3].

## VI. MODÈLE RESTREINT

Soit le système masse-ressort :

$$m\ddot{y} = -k_1 y - k_3 y^3 + \mathcal{F}(\dot{y}) - d\dot{y} + u \quad (10)$$

où

- seule la masse  $m = 0.5$  est connue ;
- $k_1 = 3$ ,  $k_3 = 10$ ,  $d = 5$  sont supposés mal connus, et on utilise les estimées :  $\hat{k}_1 = 2$ ,  $\hat{k}_3 = 7$ ,  $\hat{d} = 2.5$  ;
- un frottement discontinu

$$\mathcal{F}(\dot{y}) = \begin{cases} -0.3 - 0.4(\dot{y} + 0.25)^2 - d\dot{y} & \text{si } \dot{y} > 0 \\ 0.3 + 0.4(\dot{y} + 0.25)^2 - d\dot{y} & \text{si } \dot{y} < 0 \end{cases}$$

Son expression mathématique, indispensable pour la simulation, est inconnue du correcteur.

On utilise la platitude ([22], [23], [34], [44]) du modèle linéaire restreint

$$m\ddot{y} = -\hat{k}_1 y - \hat{k}_3 y^3 - \hat{d}\dot{y} + u \quad (11)$$

pour déterminer une commande nominale en boucle ouverte :

$$u^* = m\ddot{y}^* + \hat{k}_1 y^* + \hat{k}_3 (y^*)^3 + \hat{d}\dot{y}^*$$

Les simulations des figures 4 et 5 correspondent à  $u^*$ . Posons  $u = u^* + \Delta u$  et introduisons un iPI par rapport à  $\Delta u$  pour stabiliser  $e = y - y^*$  autour de 0. On aboutit aux excellentes simulations des figures 6 et 7, obtenues avec du bruit.

*Remarque 5:* Le modèle restreint (11) sert uniquement, comme on vient de le voir, à calculer aisément une trajectoire de référence en boucle ouverte, tâche aisée s'il est plat.

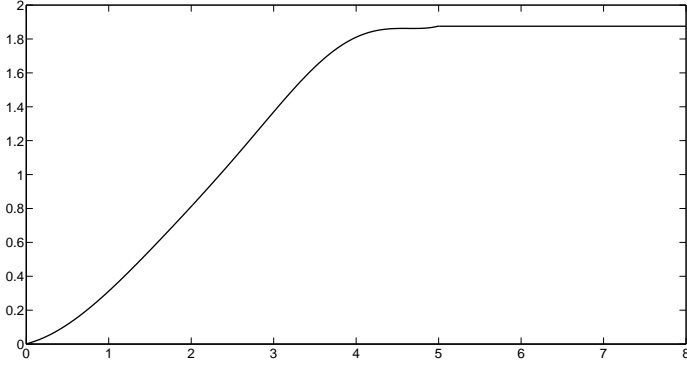


Fig. 4  
COMMANDE NOMINALE DU RESSORT.

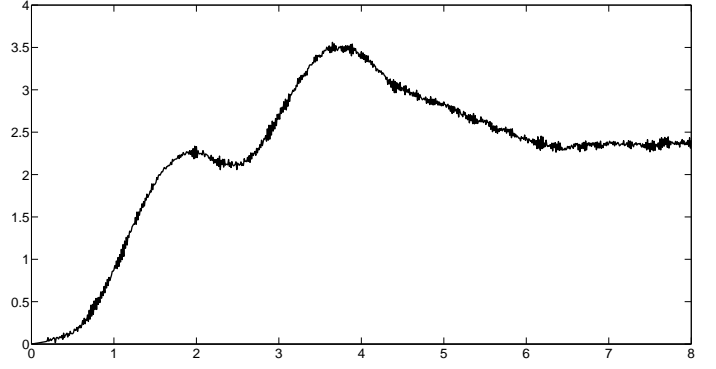


Fig. 6  
COMMANDE iPI DU RESSORT DANS LE CAS BRUITÉ.

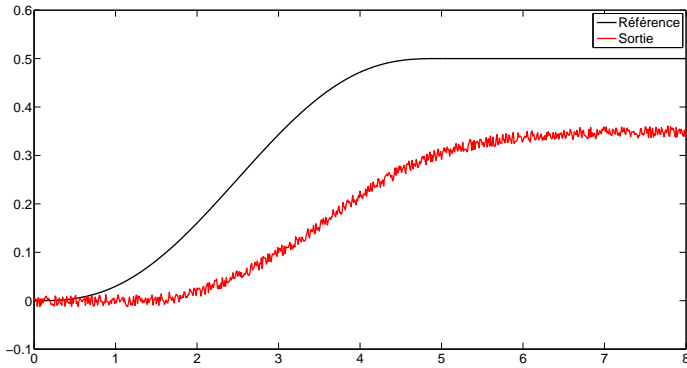


Fig. 5  
SORTIE AVEC COMMANDE NOMINALE.

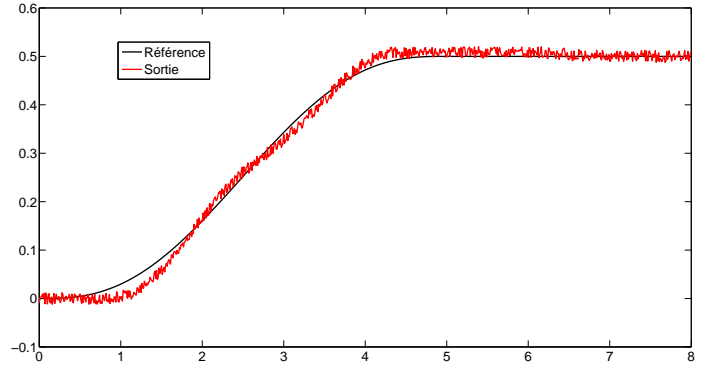


Fig. 7  
LA SORTIE DU RESSORT DANS LE CAS BRUITÉ ET COMMANDE iPI.

## VII. AUTRES ILLUSTRATIONS NUMÉRIQUES

### A. Régimes glissants

La figure 8 représente un véhicule militaire autonome, emprunté à [29]. Son intérêt est dû au non respect de la « *matching condition* », bien connue des tenants de la commande par régimes glissants (voir, par exemple, [11], [12], [14], [29], [40]), ce qui entraîne une mise en place pénible de cette commande en [29], alors que le sans-modèle s'applique sans difficulté aucune. Avec une dynamique linéaire du type

$$\dot{x} = Ax + Bu + B_1\omega \quad (12)$$

où  $\omega$  est une perturbation pouvant dépendre du temps, rappelons que cette condition correspond à  $B_1 = \beta B$ , où  $\beta$  est une constante.

L'angle  $\theta_b$  doit prendre une valeur donnée avec une commande  $u$  agissant sur  $\theta_m$  et une perturbation issue  $\theta_l$ . Les raideurs et les coefficients d'amortissement des ressorts-amortisseurs en les articulations 1 et 2, donnés par la matrice  $A$ , sont assez élevées. Les équations dynamiques sont de la forme (12) :  $x = [\theta_b, \dot{\theta}_m, \theta_{mb}, \dot{\theta}_b, \theta_{bl}, \dot{\theta}_l]^T$ ,  $\omega(t) = [0, \dot{\theta}_p, \omega_{1m}, \omega_{1l}, F_{mb} \times \text{sign}(\dot{\theta}_m - \dot{\theta}_p), F_{mb} \times \text{sign}(\dot{\theta}_b - \dot{\theta}_p)]^T$ , où

- $\dot{\theta}_m$  : vitesse angulaire du moteur,
- $\dot{\theta}_b$  : vitesse angulaire du bras intermédiaire,
- $\theta_p$  : angle de tangage du véhicule pris comme perturbation,
- $\theta_{mb} = \frac{1}{N}(\theta_m - \theta_p) + \theta_p - \theta_b$ ,

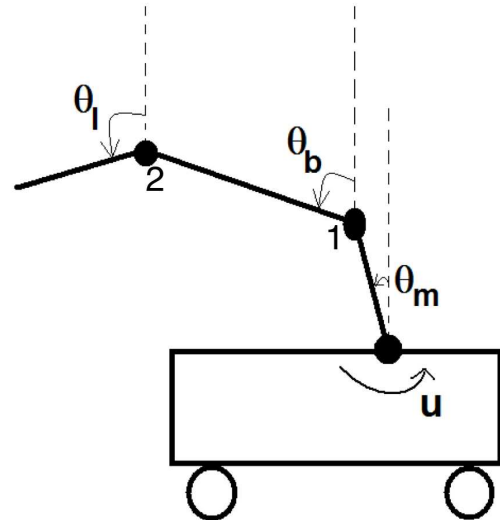


Fig. 8  
VÉHICULE MILITAIRE AUTONOME.

- $N$  : rapport de réduction du moto-réducteur,
- $\dot{\theta}_l$  : vitesse angulaire du troisième bras  $\theta_l$ ,
- $\omega_{1m}$  : frottement au niveau du moteur,
- $\omega_{1l}$  : frottement au niveau du troisième bras  $\theta_l$ ,
- $\tau_{am}$  : couple appliqué au moteur,
- $\tau_{al}$  : couple appliqué à la charge,
- $f_d$  : frottement,
- $\omega_{1m}(t) = f_d \text{sign}(\tau_{am} - J_m \ddot{\theta}_p)$ ,
- $\omega_{1l}(t) = f_d \text{sign}(\tau_{al} - J_l \ddot{\theta}_p)$ ,
- $J_m, J_l$  : inerties.

On garde les valeurs numériques de [29] pour  $A, B, B_1, C$  :

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & -338.14 & -2.55 \times 10^7 & 50942 & 0 & 0 \\ 0 & 0.0066 & 0 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0.66 & 5 \times 10^4 & -110.1 & -15 \times 10^3 & 10 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & 7.69 & 11538 & -7.69 \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} 0 \\ 4523.1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$B_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -50604 & -769 & 0 & 5.1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 99 & 0 & -0.01 & 0 & 0.01 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$C = [1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]$$

Avec  $\dot{\theta}_b = F + u$  en guise de (1), un correcteur iPI, où  $K_P = 160$ ,  $K_I = 6400$ , fournit de bons résultats, d'après les figures 9 et 10. Notre commande, fort simple, est robuste par rapport aux bruits de mesure, non considérés en [29]. Elle ne nécessite pas, contrairement à [29],

- la résolution d'inégalités matricielles,
- la mesure de  $\dot{\theta}_m$ ,  $\theta_{mb}$  et  $\dot{\theta}_b$ .

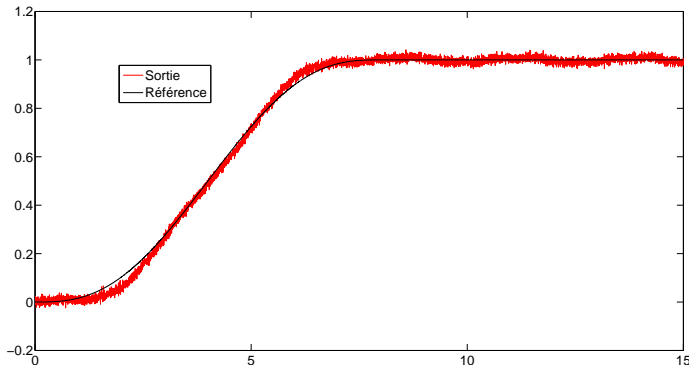


Fig. 9  
ANGLE  $\theta_b$ .

## B. Dimension infinie

### B.1 Retards

Continuons l'exemple du § VII-A. Ajoutons, comme [29], un retard sur l'état, dû aux frottements. Alors, (12) de-

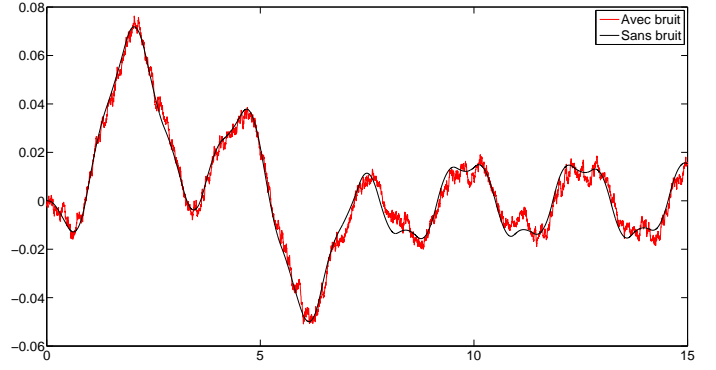


Fig. 10  
COMMANDE.

vient :

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + A_d x(t - \tau) + Bu(t) + B_1 \omega(t) \quad (13)$$

où

- le retard  $\tau$  varie entre 0 et 9 ms (l'amplitude est moindre en [29], où il varie entre 0 et 3 ms),
- la matrice  $A_d$ , tirée de [29], est

$$A_d = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -10 & 20 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.007 & 0 & 0.1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 20 & -2 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.1 & 0 & 0.1 \\ 0 & 0 & 0 & 2 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

La même commande qu'au § VII-A fournit les résultats tout à fait satisfaisants des figures 11 et 12. Elle est, ici aussi, bien plus simple que celle proposée en [29].

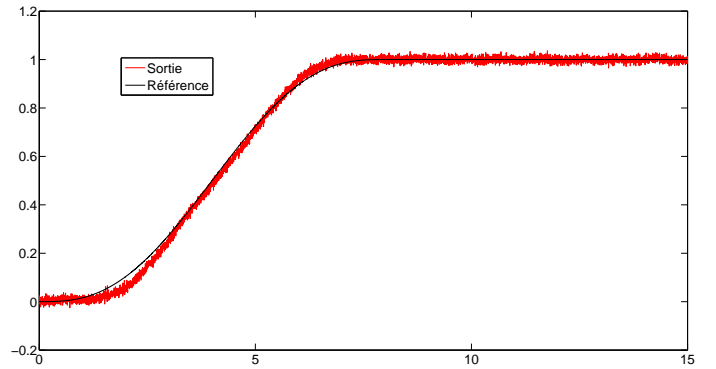


Fig. 11  
ANGLE  $\theta_b$ .

*Remarque 6:* Les termes retardés en (13) se retrouvent en  $F$  dans (1). Ils sont pris en compte sans autre forme de procès par notre stratégie de commande. Nul besoin donc d'identifier ces retards, tâche délicate, surtout s'ils sont variables.

*Remarque 7:* Rappelons (voir, par exemple, [5], [38]) que le réglage des PID traditionnels repose souvent sur une approximation du système à commander par un système à retard. Ici aussi, ces retards sont inutiles, comme il est démontré en [17], [18], avec nos correcteurs intelligents

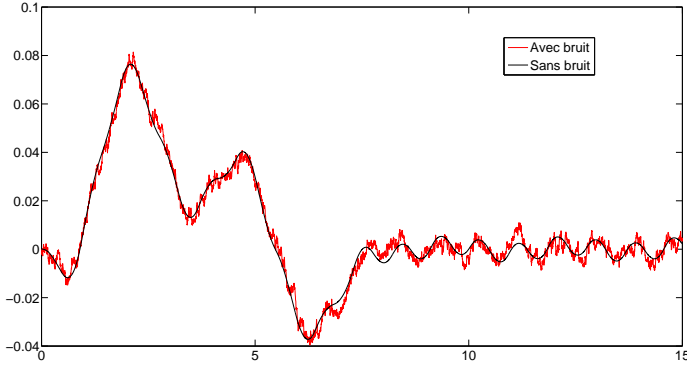


Fig. 12  
COMMANDE.

## B.2 Systèmes à paramètres distribués

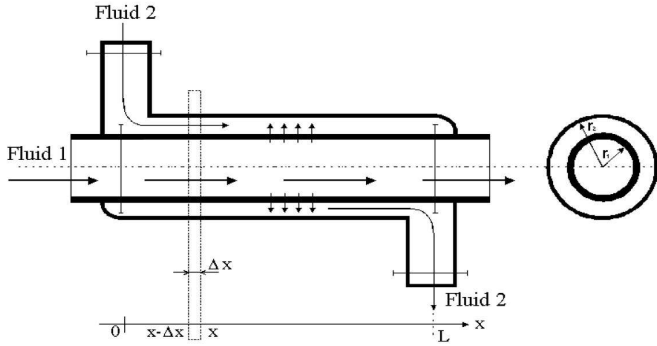


Fig. 13  
ÉCHANGEUR DE CHALEUR.

B.2.a *Un échangeur de chaleur.* Pour l'échangeur de chaleur de la figure 13, nos simulations numériques utilisent une discrétisation spatiale des équations aux dérivées partielles

$$\begin{aligned} M_1 c_1 \frac{\partial T}{\partial t} &= m_1 c_1 \frac{\partial T}{\partial x} - AU(T - S) \\ M_2 c_2 \frac{\partial S}{\partial t} &= m_2 c_2 \frac{\partial S}{\partial x} - AU(T - S), \end{aligned}$$

où

- $0 \leq x \leq L$ ;
- $T(x, t)$  est la température du fluide 1, et  $T(0, t)$  la commande;
- $S(x, t)$  est la température du fluide 2, et  $S(L, t)$  la sortie;
- $U$  est la conduction.

Les valeurs numériques des paramètres sont empruntées à un échangeur réel [7].

B.2.b *iPI et PID.* (1) devient :

$$\dot{S}(L, t) = F + 18T(0, t) \quad (14)$$

On impose à  $S(L, t)$  une trajectoire de référence douce allant de  $270^\circ$  à  $600^\circ$  Kelvin, en utilisant une fonction polynomiale du temps de degré 6. On évite ainsi l'excitation des modes rapides. Quelques tâtonnements ont suffi pour arriver à la valeur 18 en (14). Les gains de l'iPI, déduit de (14),

sont  $K_P = 10$ ,  $K_I = 17.36$ . La méthode de Ziegler-Nichols, bien connue et assez lourde, fournit les trois gains du PID classique, construit pour les besoins de la comparaison :

$$T(0, t) = \dot{y}^* + 1.8 e + \int e + 0.75 \dot{e}$$

où  $y^*$  est la trajectoire de référence et  $e = y - y^*$ . Les deux commandes fournissent de bons résultats comme le montrent les figures 14, 15, 16 et 17. Notons, néanmoins, la plus grande sensibilité au bruit du PID, due à la nécessité de calculer une dérivée.

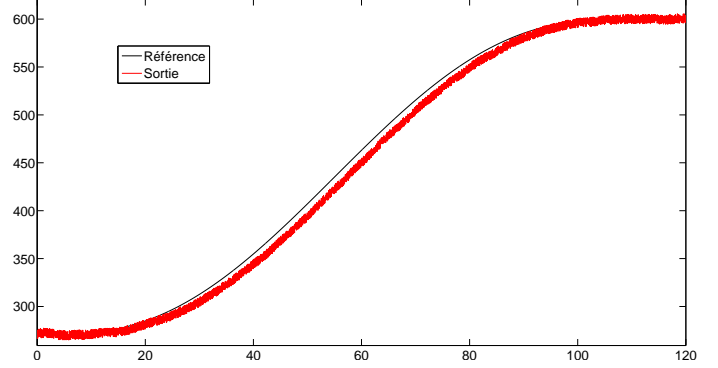


Fig. 14  
 $S(L, t)$  AVEC iPI.

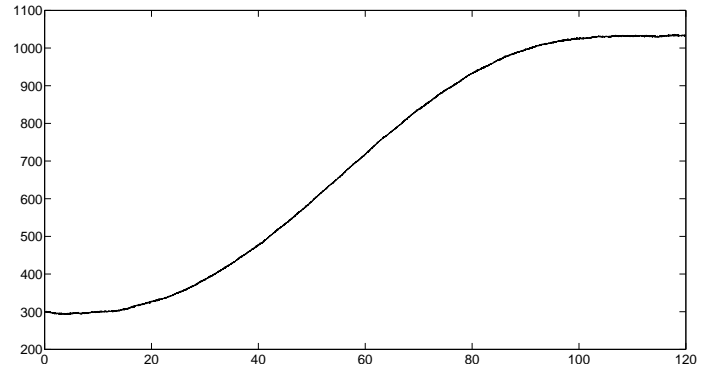


Fig. 15  
COMMANDE iPI.

Certains phénomènes complexes sont inévitables :

- les vitesses et les propriétés physico-chimiques des fluides sont variables;
- le vieillissement s'accompagne de rouilles et de dépôts qui peuvent modifier la conduction  $U$  et rétrécir les tuyaux.

Toute commande de qualité se doit de les maîtriser. Supposons, donc, les tuyaux partiellement bouchés, avec des baisses de 30% du débit et de 50% de la conduction. Sans nouveau calibrage des correcteurs précédents,

- les figures 18 et 19 montrent les performances inchangées de l'iPI;
- celles du PID se dégradent notablement d'après les figures 20 et 21.

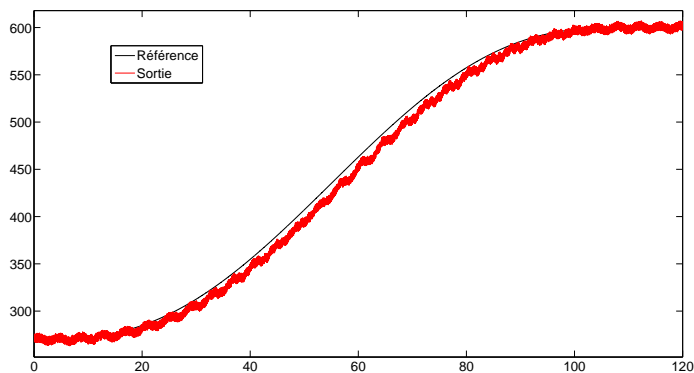


Fig. 16  
 $S(L, t)$  AVEC PID.

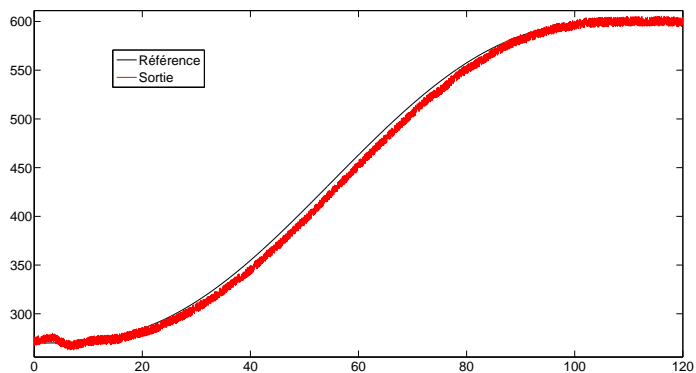


Fig. 18  
 $S(L, t)$  AVEC iPI.

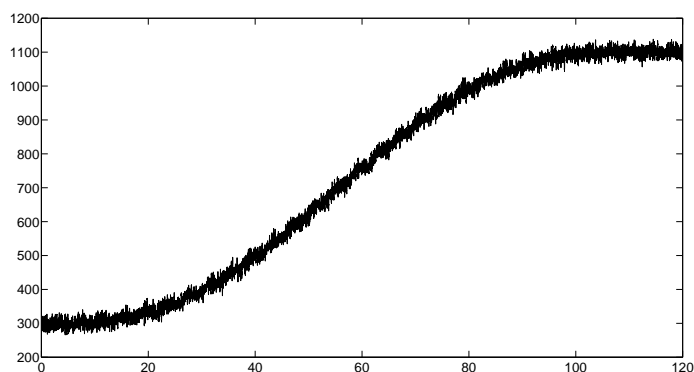


Fig. 17  
COMMANDE PID.

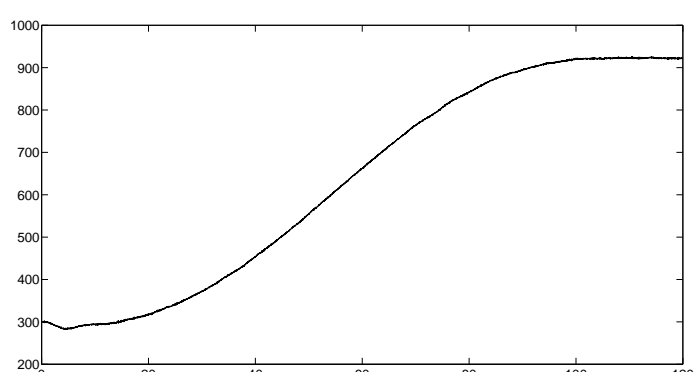


Fig. 19  
COMMANDE iPI.

**B.2.c Autres commandes.** Il y a une littérature importante sur la commande des échangeurs de chaleur, qui obéit à des points de vue très variés : voir<sup>6</sup>, par exemple, [7], [10], [13], [15], [30], [43], [45], [51], [53]. Les équations aux dérivées partielles, qui s'imposent dans toute modélisation un tant soit peu fine, y sont évidemment présentes, mais ne semblent pas avoir produit une régulation exploitable. Apparaissent aussi la commande prédictive, la commande robuste, la linéarisation par bouclage, la logique floue, ... Notre correcteur iPI, simple à mettre en œuvre et aux bonnes performances, semble plus prometteur.

*Remarque 8:* On trouve en [31] une intéressante application du sans-modèle au thermique, qui souffre d'oscillations, dues, à notre avis, à une dérivation numérique impropre. On y remédie par les méthodes du § III-A, par exemple.

## VIII. CONCLUSION

Des publications ultérieures développeront les considérations ci-dessous. Elles ont pour ambition de provoquer une discussion « épistémologique », aussi ouverte que possible, en mathématiques appliquées.

### A. Automatique

Quel sens gardent les thèmes traditionnels de la recherche en automatique si les thèses de la commande sans-modèle

sont « vraies<sup>7</sup> » ? Que l'on songe par exemple, d'un point de vue strictement académique, à

- la plupart des questions structurelles en linéaire et en non-linéaire de dimension finie, puisqu'il n'y a plus de modèles ;
- l'identification paramétrique, car sans modèles point de paramètres ! ;
- la commande robuste et la commande stochastique, puisque l'iPI prend en compte les termes inconnus et les perturbations ;
- la commande optimale, déterministe ou stochastique : le caractère toujours arbitraire et artificiel du choix du critère<sup>8</sup> est accentué par la méconnaissance du modèle.

Aujourd'hui, l'exploration des limites du sans-modèle semble une voie à privilégier, en particulier par rapport à la dimension infinie, c'est-à-dire par rapport aux retards et aux équations aux dérivées partielles. Les succès obtenus, notamment avec des systèmes où la modélisation par équations aux dérivées partielles est primordiale, comme en [33], avec les installations hydroélectriques, et en [1], avec la régulation du trafic autoroutier, rendent cette investigation urgente.

7. On entend par « vérité » la confirmation des succès pratiques.

8. En ingénierie, contrairement à la physique « pure », où les lois fondamentales dérivent de principes variationnels, les critères utilisés pour l'optimisation sont « bricolés ».

6. La liste ci-dessous n'a aucune prétention d'exhaustivité.



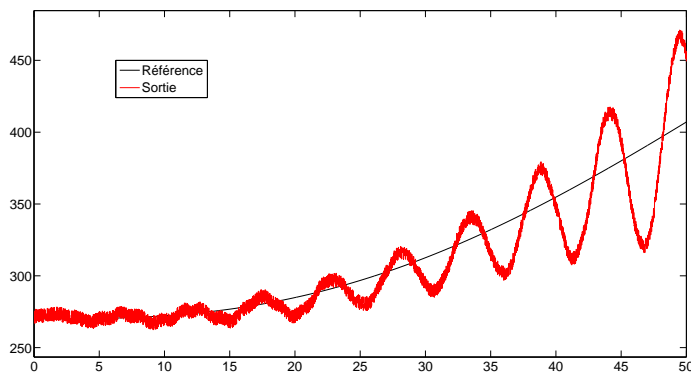


Fig. 20  
 $S(L, t)$  AVEC PID.

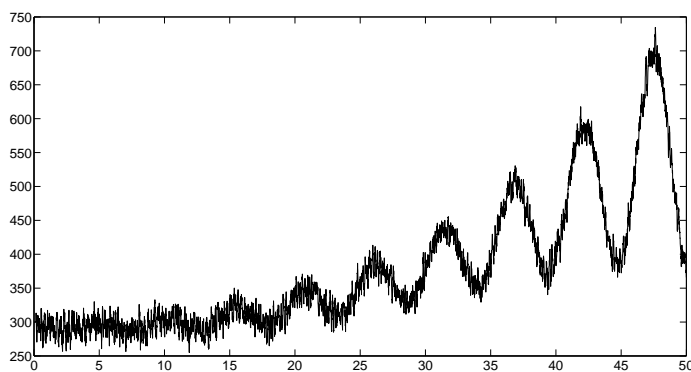


Fig. 21  
COMMANDE PID.

### B. Modélisation mathématique

Une large part de la recherche universitaire appliquée souligne, par-delà l'automatique, la nécessité de l'écriture de modèles mathématiques fiables, dont les équations différentielles, ou aux différences, sont l'armature. C'est trop souvent un leurre ! Y renoncer

- n'implique pas l'abandon des mathématiques ;
- signifie, comme indiqué ici, et en [19] pour la finance quantitative, la poursuite de concepts et, donc, d'outils théoriques nouveaux.

### RÉFÉRENCES

- [1] H. ABOUAÏSSA, M. FLIESS, V. IORDANOVA, C. JOIN, « Prolégomènes à une régulation sans modèle du trafic autoroutier », *Conf. médit. ingénierie sûre systèmes complexes*, Agadir, 2011 (bientôt accessible sur <http://hal.archives-ouvertes.fr/>).
- [2] H. ABOUAÏSSA, M. FLIESS, C. JOIN, « Fast parametric estimation for macroscopic traffic flow model », *17<sup>th</sup> IFAC World Congress*, Seoul, 2008 (accessible sur <http://hal.archives-ouvertes.fr/inria-00259032/fr/>).
- [3] B. D'ANDRÉA-NOVEL, C. BOUSSARD, M. FLIESS, O. EL HAMZAoui, H. MOUNIER, B. STEUX, « Commande sans modèle de vitesse longitudinale d'un véhicule électrique », *6<sup>e</sup> Conf. Internat. Francoph. Automatique*, Nancy, 2010 (accessible sur <http://hal.archives-ouvertes.fr/inria-00463865/fr/>).
- [4] B. D'ANDRÉA-NOVEL, M. FLIESS, C. JOIN, H. MOUNIER, B. STEUX, « A mathematical explanation via "intelligent" PID controllers of the strange ubiquity of PIDs », *18<sup>th</sup> Medit. Conf. Control Automat.*, Marrakech, 2010 (accessible sur <http://hal.archives-ouvertes.fr/inria-00480293/fr/>).
- [5] K.J. ÅSTRÖM, T. HÄGGLUND, *Advanced PID Control*, Instrument Soc. Amer., 2006.
- [6] J. BECEDAS, J.R. TRAPERO, V. FELIU, H. SIRA-RAMÍREZ, « Adaptive controller for single-link flexible manipulators based on algebraic identification and generalized proportional integral control », *IEEE Trans. Systems Man Cyber. B*, t. 39, p. 735-751, 2009.
- [7] C. BONIVENTO, P. CASTALDI, D. MIROTTA, « Predictive control vs PID control of an industrial heat exchanger », *9<sup>th</sup> Medit. Conf. Control Automat.*, Dubrovnik, 2001.
- [8] P.H. CHANG, J.H. JUNG, « A systematic method for gain selection of robust PID control for nonlinear plants of second-order controller canonical form », *IEEE Trans. Contr. Systems Technology*, t. 17, p. 473-483, 2009.
- [9] S. CHOI, B. D'ANDRÉA-NOVEL, M. FLIESS, H. MOUNIER, J. VILLAGRA, « Model-free control of automotive engine and brake for Stop-and-Go scenarios », *10<sup>th</sup> Europ. Control Conf.*, Budapest, 2009 (accessible sur <http://hal.archives-ouvertes.fr/inria-00395393/fr/>).
- [10] G. DÍAZ, M. SEN, K.T. YANG, R. L. McCLAIN, « Dynamic prediction and control of heat exchangers using artificial neural networks », *Int. J. Heat Mass Transfer*, t. 44, p. 1671-1679, 2001.
- [11] B. DRAŽENović, « The invariance conditions in variable structure systems », *Automatica*, t. 5, p. 287-295, 1969.
- [12] A. ESTRADA, L. FRIDMAN, « Quasi-continuous HOSM Control for systems with unmatched perturbations », *Automatica*, t. 46, 2010.
- [13] M.H.R. FAZLUR RAHMAN, R. DEVANATHAN, « Feedback linearisation of a heat exchanger », *33<sup>rd</sup> IEEE Control Decision Conf.*, Lake Buena Vista, 1994.
- [14] C. FERNANDO, L. FRIDMAN, « Analysis and design of integral sliding manifolds for systems with unmatched perturbations », *IEEE Trans. Automat. Control.*, t. 51, p. 853-858.
- [15] M. FISCHER, O. NELLES, R. ISERMANN, « Adaptive predictive control of a heat exchanger based on a fuzzy model », *Control Eng. Practice*, t. 6, p. 259-269, 1998.
- [16] M. FLIESS, « Analyse non standard du bruit », *C.R. Acad. Sci. Paris Ser. I*, t. 342, p. 797-802, 2006.
- [17] M. FLIESS, C. JOIN, « Commande sans modèle et commande à modèle restreint », *e-STA*, t. 5 (n° 4), p. 1-23, 2008 (accessible sur <http://hal.archives-ouvertes.fr/inria-00288107/fr/>).
- [18] M. FLIESS, C. JOIN, « Model-free control and intelligent PID controllers: towards a possible trivialization of nonlinear control? », *15<sup>th</sup> IFAC Symp. System Identif.*, Saint-Malo, 2009 (accessible sur <http://hal.archives-ouvertes.fr/inria-00372325/fr/>).
- [19] M. FLIESS, C. JOIN, F. HATT, « A-t-on vraiment besoin d'un modèle probabiliste en ingénierie financière? », *Conf. médit. ingénierie sûre systèmes complexes*, Agadir, 2011 (bientôt accessible sur <http://hal.archives-ouvertes.fr/>).
- [20] M. FLIESS, C. JOIN, S. RIACHY, « Revisiting some practical issues in the implementation of model-free control », *18<sup>th</sup> IFAC World Congress*, Milan, 2011 (accessible sur <http://hal.archives-ouvertes.fr/hal-00576955/fr/>).
- [21] M. FLIESS, C. JOIN, H. SIRA-RAMÍREZ, « Non-linear estimation is easy », *Int. J. Model. Identif. Control*, t. 4, p. 12-27, 2008 (accessible sur <http://hal.archives-ouvertes.fr/inria-00158855/fr/>).



- [22] M. FLIESS, J. LÉVINE, P. MARTIN, P. ROUCHON, « Flatness and defect of non-linear systems: introductory theory and examples », *Int. J. Control*, t. 61, p. 1327–1361, 1995.
- [23] M. FLIESS, R. MARQUEZ, « Continuous-time linear predictive control and flatness: a module-theoretic setting with examples », *Int. J. Control*, t. 73, p. 606–623, 2000.
- [24] M. FLIESS, H. SIRA-RAMÍREZ, « An algebraic framework for linear identification », *ESAIM Control Optimiz. Calc. Variat.*, t. 9, p. 151–168, 2003.
- [25] M. FLIESS, H. SIRA-RAMÍREZ, « Closed-loop parametric identification for continuous-time linear systems via new algebraic techniques », in H. Garnier & L. Wang (Eds): *Identification of Continuous-time Models from Sampled Data*, Springer, 2008, p. 362–391 (accessible sur <http://hal.inria.fr/inria-00114958/fr/>).
- [26] S. FORMENTIN, P. DE FILIPPI, M. TANELLI, S. SAVARESI, « Model-free control for active braking systems in sport motor-cycles », *8<sup>th</sup> IFAC Symp. Nonlinear Control Systems*, Bologne, 2010.
- [27] P.-A. GÉDOUIN, E. DELALEAU, J.-M. BOURGEOT, C. JOIN, S. ARAB-CHIRANI, S. CALLOCH, « Experimental comparison of classical pid and model-free control: position control of a shape memory alloy active spring », *Control Eng. Practice*, t. 19, 2011 (accessible sur <http://hal.archives-ouvertes.fr/inria-00563941/fr/>).
- [28] J. HAN, « From PID to active disturbance rejection control », *IEEE Trans. Ind. Elec.*, t. 56, p. 900–906, 2009.
- [29] X. HAN, E. FRIDMAN, S.K. SPURGEON, « Sliding-mode control of uncertain systems in the presence of unmatched disturbances with applications », *Int. J. Control*, t. 83, p. 2413–2426, 2010.
- [30] S. HAUGWITZ, P. HAGANDER, T. NORÉN, « Modeling and control of a novel heat exchange reactor, the open plate reactor », *Control Eng. Practice*, t. 15, p. 779–792, 2007.
- [31] M. HORN, M. REICHHARTINGER, « Model-free control of a thermal plant », *IEEE Int. Conf. Control Automation*, Christchurch, 2009.
- [32] C. JOIN, J. MASSE, M. FLIESS, « Étude préliminaire d’une commande sans modèle pour papillon de moteur », *J. europ. syst. automat.*, t. 42, p. 337–354, 2008 (accessible sur <http://hal.archives-ouvertes.fr/inria-00187327/fr/>).
- [33] C. JOIN, G. ROBERT, M. FLIESS, « Vers une commande sans modèle pour aménagements hydroélectriques en cascade », *6<sup>e</sup> Conf. Internat. Francoph. Automat.*, Nancy, 2010 (accessible sur <http://hal.archives-ouvertes.fr/inria-00460912/fr/>).
- [34] J. LÉVINE, *Analysis and Control of Nonlinear Systems – A Flatness-based Approach*, Springer, 2009.
- [35] M. MBOUP, C. JOIN, M. FLIESS, « Numerical differentiation with annihilators in noisy environment », *Numer. Algor.*, t. 50, p. 439–467, 2009.
- [36] L. MICHEL, « Variational and symplectic approach of the model-free control », manuscrit, 2010 (accessible sur <http://arxiv.org/abs/1011.4237>).
- [37] L. MICHEL, C. JOIN, M. FLIESS, P. SICARD, A. CHÉRITI, « Model-free control of dc/dc converters », *IEEE Compel*, Boulder, 2010 (accessible sur <http://hal.archives-ouvertes.fr/inria-00495776/fr/>).
- [38] A. O’DWYER, *Handbook of PI and PID Controller Tuning Rules* (2<sup>nd</sup> ed.), Imperial College Press, 2006.
- [39] E. PEREIRA, J.R. TRAPERO, I.M. DÍAZ, V. FELIU, « Adaptive input shaping for manoeuvring flexible structures using an algebraic identification technique », *Automatica*, t. 45, p. 1046–1051, 2009.
- [40] W. PERRUQUETTI, J.P. RICHARD, P. BORNE, « A generalized regular form for multivariable sliding mode control », *Math. Problems Engineering*, t. 7, p. 15–27, 2001.
- [41] S. RIACHY, M. FLIESS, C. JOIN, « High-order sliding modes and intelligent PID controllers: First steps toward a practical comparison », *18<sup>th</sup> IFAC World Congress*, Milan, 2011 (accessible sur <http://hal.archives-ouvertes.fr/hal-00580970/fr/>).
- [42] S. RIACHY, M. FLIESS, C. JOIN, J.-P. BARBOT, « Vers une simplification de la commande non linéaire : l’exemple d’un avion à décollage vertical », *6<sup>e</sup> Conf. Internat. Francoph. Automatique*, Nancy, 2011 (accessible sur <http://hal.archives-ouvertes.fr/inria-00463605/fr/>).
- [43] J. RUDOLPH, F. WOITTEK, *Flatness Based Control of Distributed Parameter Systems: Examples and Computer Exercises from Various Technological Domains*, Shaker Verlag, 2003.
- [44] H. SIRA-RAMÍREZ, S. AGRAWAL, *Differentially Flat Systems*, Marcel Dekker, 2004.
- [45] I. ŠKRJANC, D. MATKO, « Predictive functional control based on fuzzy model for heat-exchanger pilot plant », *IEEE Trans. Fuzzy Syst.*, t. 8, p. 705–712, 2000.
- [46] J.R. TRAPERO, H. SIRA-RAMÍREZ, V. FELIU BATLLE, « A fast on-line frequency estimator of lightly damped vibrations in flexible structures », *J. Sound Vibration*, t. 307, p. 365–378, 2007.
- [47] J. VILLAGRA, B. D’ANDRÉA-NOVEL, S. CHOI, M. FLIESS, H. MOUNIER, « Robust stop-and-go control strategy : an algebraic approach for nonlinear estimation and control », *Int. J. Vehicle Autonomous Systems*, t. 7, p. 270–291, 2009 (accessible sur <http://hal.archives-ouvertes.fr/inria-00419445/fr/>).
- [48] J. VILLAGRA, C. BALAGUER, « A model-free approach for accurate joint motion control in humanoid locomotion », *Int. J. Humanoid Robotics*, t. 8, 2011.
- [49] J. VILLAGRA, D. HERRERO-PEREZ, M. ABDERRAHIM, « Robust flatness-based control of an AGV under varying load and friction conditions », *Int. Conf. Control Automation*, Christchurch, 2009.
- [50] J. VILLAGRA, V. MILANÉS, J. PÉREZ, T. DE PEDRO, « Control basado en PID inteligentes: aplicación al control de cruce de un vehículo a bajas velocidades », *Rev. Iberoamericana Automática Informática Industrial*, t. 7, p. 44–52, 2010.
- [51] J.-A. VILLEGAS, H. ZWART, Y. LE GORREC, B. MASCHKE, « Exponential Stability of a Class of Boundary Control Systems », *IEEE Trans. Auto. Control.*, t. 54, p. 142–147, 2009.
- [52] K. YOSIDA, *Operational Calculus* (translated from the Japanese), Springer, 1984.
- [53] A. ZAVALA-RÍO, C.M. ASTORGA-ZARAGOZA, O. HERNÁNDEZ-GONZÁLEZ, « Bounded positive control for double-pipe heat exchangers », *Control Engineering Practice*, t. 17, p. 136–145, 2009.